

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

IN RE APPLICATION OF: Hiromasa FUJII, et al.

GAU:

SERIAL NO: New Application

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: ADAPTIVE EQUALIZING APPARATUS AND PROGRAM THEREFOR

**REQUEST FOR PRIORITY**

COMMISSIONER FOR PATENTS  
ALEXANDRIA, VIRGINIA 22313

SIR:

Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.

Full benefit of the filing date(s) of U.S. Provisional Application(s) is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e): Application No. Date Filed

Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<b>COUNTRY</b>	<b>APPLICATION NUMBER</b>	<b>MONTH/DAY/YEAR</b>
Japan	2002-283617	September 27, 2002
Japan	2003-193906	July 8, 2003

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

are submitted herewith

will be submitted prior to payment of the Final Fee

were filed in prior application Serial No. filed

were submitted to the International Bureau in PCT Application Number Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.

(A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and

(B) Application Serial No.(s)  
 are submitted herewith  
 will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.



Masayasu Mori

Registration No. 47,301

C. Irvin McClelland

Registration Number 21,124

Customer Number

22850

Tel. (703) 413-3000  
Fax. (703) 413-2220  
(OSMMN 05/03)

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2002年 9月27日  
Date of Application:

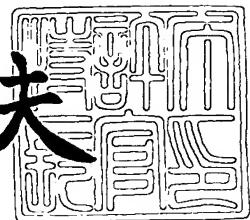
出願番号 特願2002-283617  
Application Number:  
[ST. 10/C] : [JP2002-283617]

出願人 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ  
Applicant(s):

2003年 9月17日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願  
【整理番号】 DCMH140274  
【提出日】 平成14年 9月27日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H03M  
【発明者】  
【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ  
・ティ・ティ・ドコモ内  
【氏名】 藤井 啓正  
【発明者】  
【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ  
・ティ・ティ・ドコモ内  
【氏名】 富里 繁  
【発明者】  
【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ  
・ティ・ティ・ドコモ内  
【氏名】 須田 博人  
【特許出願人】  
【識別番号】 392026693  
【氏名又は名称】 株式会社 エヌ・ティ・ティ・ドコモ  
【代理人】  
【識別番号】 100066153  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 草野 韶  
【選任した代理人】  
【識別番号】 100100642  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 稲垣 稔

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100114133

## 【弁理士】

【氏名又は名称】 横田 芳信

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002897

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0205124

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 適応等化装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号と、チャネル推定値と、事前情報系列とを入力とし、上記受信信号中の干渉波成分の除去を行う干渉除去手段と、

上記干渉が除去された受信信号を入力とし、干渉抑圧及び、マルチパス成分の合成を行うフィルタ部と、

繰り返し処理状態に基づく情報を入力とし、干渉除去度を推定する干渉除去度推定部と、

少くとも繰り返し処理開始信号を入力とし、フィルタ係数を一定とする区間にごとにフィルタ係数更新タイミング信号を発生するフィルタ係数更新タイミング信号発生手段と、

干渉除去度とチャネル推定値と上記フィルタ係数更新タイミング信号を入力とし、上記フィルタ係数更新タイミング信号ごとにフィルタ係数を算出するフィルタ係数算出手段と

を具備することを特徴とする適応等化装置。

【請求項 2】 上記受信信号中の検出する信号を変数とする関数値を演算する手段を備え、

上記干渉除去手段は上記関数値も入力とし、受信信号中の上記検出する信号の成分を増加させる処理も行う手段であり、

上記フィルタ係数算出手段は上記関数値も入力としてフィルタ係数を算出する手段であることを特徴とする請求項 1 記載の適応等化装置。

【請求項 3】 上記干渉除去度推定手段は、上記繰り返し処理状態に基づく情報として、繰り返し処理回数が入力され、その繰り返し処理回数が高い程、大きな干渉除去度を生成する手段であることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の適応等化装置。

【請求項 4】 上記干渉除去度推定手段は上記繰り返し処理の回数の変化に対し、急激に大となった後、徐々に大となる干渉除去度を生成する手段であることを特徴とする請求項 3 記載の適応等化装置。

**【請求項 5】** 上記干渉度推定手段は、上記繰り返し処理状態に基づく情報として事前情報が入力され、上記フィルタ係数更新タイミング信号ごとに前回のフィルタ係数更新タイミングからの事前情報値の平均値を計算して、この平均値又はこれと対応する値を干渉除去度として出力する手段であることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の適応等化装置。

**【請求項 6】** 上記干渉除去度推定手段は、上記繰り返し処理状態に基づく情報として、繰り返し処理回数も入力され、上記フィルタ係数更新タイミング信号ごとに上記平均値又はこれと対応する値と上記繰り返し処理回数に基づき、上記平均値が大きい程大きく、かつ上記繰り返し処理回数が多い程、大きい干渉除去度を生成する手段であることを特徴とする請求項 5 記載の適応等化装置。

**【請求項 7】** 上記干渉除去度推定手段は、1 情報ビット当たりの受信エネルギー、受信電力、送、受信アンテナ数、マルチパス数又は符号化率、あるいはこれらの組み合せも入力され、その入力も干渉除去度の推定に用いることを特徴とする請求項 2 乃至 6 の何れかに記載の適応等化装置。

**【請求項 8】** 上記フィルタ係数更新タイミング信号発生手段は、上記繰り返し処理開始信号ごとに上記フィルタ係数更新タイミング信号を出力する手段であることを特徴とする請求項 1 乃至 7 の何れかに記載の適応等化装置。

**【請求項 9】** 上記フィルタ係数更新タイミング信号発生手段は、上記チャネル推定値も入力とし、前回フィルタ係数算出直後のチャネル推定値と現在のチャネル推定値の各要素の差の 2 乗和が所定値を超えるごとに上記フィルタ係数更新タイミング信号を出力する手段であることを特徴とする請求項 1, 2, 又は 5 乃至 7 の何れかに記載の適応等化装置。

**【請求項 10】** 1 以上の整数 N 個の送信機からの信号を受信し、ターボ等化を行う適応等化装置であって、

上記フィルタ部の出力を入力とし外部情報値の算出を行う外部情報値生成手段と、

上記外部情報値を入力とし、送信機の符号器で付加された誤り訂正に関する冗長度を用いて、軟入力軟出力復号を行い、復号ビットを暫定或いは最終受信信号として出力し、かつ上記各ビットの外部情報値を事前情報系列として出力する軟

入力軟出力復号器とを備え、

上記外部情報値を逐次更新しながら等化処理と復号処理を繰り返し行うことを特徴とする請求項1乃至9の何れかに記載の適応等化装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

##### 【発明の属する技術分野】

この発明はターボ受信機のように、等化及び復号を繰り返し行う受信機に適用され、事前情報を用いて干渉のキャンセルを行い、続くフィルタにおいて、更なる干渉抑圧及び、マルチパス成分の合成を行うフィルタ処理を行う適応等化装置に関する。

##### 【0002】

##### 【従来の技術】

移動体通信事業の課題は限られた周波数上でいかに高品質で多数のユーザ（移動機）を収容できるかということにある。このような課題を解決する手段として、多入力多出力（Multi-Input Multi-Output：MIMO）システムがある。このシステム構成は図1に示されているように複数の送信機S<sub>1</sub>～S<sub>N</sub>から同時刻、同周波数上で情報ビットb<sub>1</sub>（k）～b<sub>N</sub>（k）から生成されたシンボルを送信し、これらの送信信号を、複数のアンテナ#1～#Mを備えるMIMO受信機で受信し、MIMO受信機は受信信号を処理し、各送信機S<sub>1</sub>～S<sub>N</sub>の送信シンボルを構成する情報ビットb<sub>1</sub>（k）～b<sub>N</sub>（k）を推定してb<sub>1</sub>～（k）～b<sub>N</sub>～（k）として出力端子Out<sub>1</sub>～Out<sub>N</sub>に別々に出力する。

##### 【0003】

今までのところMIMOシステムにおけるMIMO受信機の具体的な構成法に関する検討は十分に行われていない。MIMOシステムにおけるMIMO受信機の構成をMLE（最尤推定）規範に基づいて行う場合は、送信機の数をN、各送信機の送信電波がMIMO受信機に到達するマルチパスの数をQとすれば、MIMO受信機の計算量は $2^{(Q-1)N}$ に比例して増加するため、送信機数N、マルチパス数Qの増加に伴いその計算量は莫大なものとなる。またシングルユーザの情報を複数の並列信号として送信されたものを受け取る場合に、各並列信号を

分離するにはマルチパス数の増加に伴い多くの計算量を必要とする。そこでこの発明は計算効率のよい複数系列信号のターボ受信方法を提案するものであるが、まずこの発明の元となる既存のシングルユーザ（送信機1台）、つまり1系列送信信号に対するターボ受信機について説明する。

### 【0004】

#### シングルユーザ用ターボ受信機

この場合の送信機、受信機の構成例を図13に示す。送信機10では情報系列 $b(i)$ の符号化が符号化器11で行われ、その符号化出力がインタリーバ12でインタリーブ（並べ替え）された後、変調器13で搬送波信号を変調し、その変調出力が送信シンボル系列 $s(i)$ として送信される。この送信信号は伝送路（マルチパスの各チャネル）を通

じて受信機20に受信される。受信機20では軟入力軟出力（SISO:Single Input-Single Output）等化器21により遅延波の等化が行われる。この等化器21の入力は一般に受信信号がベースバンドに変換され、そのベースバンドの受信信号が、送信信号の情報系列のシンボル信号の周波数の1倍以上の周波数でサンプリングされてデジタル信号に変換され、デジタル信号の受信信号として等化器21へ入力される。

### 【0005】

シングルユーザの場合図1で $N=1$ にあたり、各受信アンテナ# $m$  ( $m=1, 2, \dots, M$ ) における受信出力は、

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} h_m(q) \cdot s(k-q) + v_m(k)$$

と表すことができる。 $m$ はアンテナインデックス、 $h$ はチャネル値（伝送路インパルス応答：伝送路特性）、 $s(k-q+1)$ はユーザ（送信機1）の送信シンボル、 $v_m(k)$ は受信機20の内部の熱雑音である。そして全てのアンテナ#1～#Mからの出力を次式のベクトルとして表わし、更に

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(k) &= [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{H}(q) \cdot \mathbf{s}(k-q+1) + \mathbf{v}(k) \end{aligned}$$

を定義する。ここで、

$$\mathbf{v}(k) = [v_1(k) \ v_2(k) \ \dots \ v_M(k)]^T$$

$$\mathbf{H}(q) = [h_1(q) \cdots h_M(q)]^T$$

である。また  $[ ]^T$  は転置行列を表わす。次にマルチパス（チャネル）の数  $Q$  を考慮して以下のベクトル及び行列を定義する。

### 【0006】

$$\mathbf{y}(k) \equiv [x^T(k+Q-1) \ x^T(k+Q-2) \ \cdots \ x^T(k)]^T$$

$$\equiv \mathbf{H} \cdot \mathbf{b}(k) + \mathbf{n}(k)$$

ここで、

### 【数1】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(0) & \cdots & \mathbf{H}(Q-1) & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \mathbf{H}(0) & \cdots & \mathbf{H}(Q-1) \end{bmatrix}$$

ただし、

$$\mathbf{s}(k-q) = [s(k+Q-1) \ s(k+Q-2) \ \cdots \ s(k-Q+1)]^T$$

$$\mathbf{n}(k) = [v^T(k+Q-1) \ v^T(k+Q-2) \ \cdots \ v^T(k)]^T$$

である。

### 【0007】

上で定義した  $\mathbf{x}(k)$  が等化器21に入力され、このSISO等化器21は線形等化器であって、その等化出力として各符号化ビット  $\{s(i)\}$  が+1である確率と-1である確率の対数尤度比  $\Lambda_1$  (LLR : Log-Likelihood Ratio) が導出される。

### 【数2】

$$\Lambda_1[s(k)] = \log \frac{\Pr[s(k) = +1 | y(k)]}{\Pr[s(k) = -1 | y(k)]}$$

$$\equiv \lambda_1[s(k)] + \lambda_2^P[s(k)]$$

である。ここで  $\lambda_1 [s(k)]$  は後続の復号器24に送られる外部情報、 $\lambda_2^p [s(k)]$  は等化器21に与えられる事前情報である。対数尤度比  $\Lambda_1 [s(k)]$  は事前情報  $\lambda_2 [s(k)]$  が減算器22で減算され、更にデインタリーバ23を介してSISOチャネル復号器24へ供給される。この復号器24は対数尤度比  $\Lambda_2$  、

### 【数3】

$$\Lambda_2[s(i)] = \log \frac{\Pr[s(i) = +1 | \lambda_1[s(i)], i = 0, \dots, B-1]}{\Pr[s(i) = -1 | \lambda_1[s(i)], i = 0, \dots, B-1]}$$

B : フレーム長

$$= \lambda_2[s(i)] + \lambda_1^p[s(i)]$$

を算出する。ここで  $\lambda_2 [s(i)]$  は繰り返しの際に等化器21に  $\lambda_2^p [s(k)]$  として与えられる外部情報であり、 $\lambda_1 [s(k)]$  が復号器24に事前情報  $\lambda_1^p [s(i)]$  として与えられる。 $\Lambda_2 [s(i)]$  は減算器25で  $\lambda_1 [s(i)]$  が減算され、インタリーバ26を介して等化器21及び減算器22へ供給される。このようにして繰り返し等化、復号が行われて誤り率の向上が達成される。

### 【0008】

次に前段の等化器21の詳細として受信ベクトル  $\mathbf{y}(k)$  に施す線形フィルタ特性の算定について述べる。等化器21の事前情報  $\lambda_2^p [s(k)]$  を用いて軟判定シンボル推定値

$$s'(k) = \tanh [\lambda_2^p [s(k)] / 2]$$

を算出する。そして、この推定値とチャネル行列  $\mathbf{H}$  を用いて干渉成分、つまり干渉成分のレプリカ  $\mathbf{H} \cdot s'(k)$  を再生し、受信信号から引き算する。つまり

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'(k) &\equiv \mathbf{y}(k) - \mathbf{H} \cdot s'(k) \\ &= \mathbf{H} \cdot (\mathbf{s}(k) - s'(k)) + \mathbf{n}(k) \end{aligned}$$

ここで、

$$\mathbf{s}'(k) = [s'(k+Q-1) \cdots 0 \cdots s'(k-Q+1)]^T$$

を計算する。干渉成分のレプリカ  $\mathbf{H} \cdot \mathbf{s}'(k)$  は正確なレプリカに必ずしもなっていないから、この処理により干渉成分を完全に除去できない。そこで干渉成分の残りを消す最適な線形フィルタ係数  $\mathbf{w}_{\text{opt}}(k)$  を以下のMMSE（最小平均2乗誤差）規範で求める。

$$\mathbf{w}_{\text{opt}}(k) = \arg \min \| \mathbf{w}^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k) - \mathbf{s}(k) \|_2^2$$

$H$ は共役転置を表わし、 $\| \cdot \|$ はノルムを表わす。

上式を最小とする  $\mathbf{w}(k)$  を求める。

### 【0009】

以下の  $\mathbf{w}(k)$  の導出は例えば非特許文献1に記載されている。この手法の主な達成事項として計算量の大幅削減がある。従来のMLE型ターボの計算量は  $2^{Q-1}$  のオーダに比例していたのに対し、この手法は  $Q^3$  のオーダで抑えられている。なお  $\mathbf{w}^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k)$  は等化器21の出力であって、これから  $\lambda_1[\mathbf{s}(k)]$  が計算されてデインタリーバ23を介して復号器24へ供給され、復号演算が行われる。

シングルユーザのターボ受信において、繰り返し2回目以降のMMSEフィルタ係数計算時において  $\mathbf{s}'_n(k)$  を1と近似する方法が提案されている（例えば非特許文献2参照）。

### 【0010】

#### 【非特許文献1】

デアリル レーノルドス (Daryl Reynolds), 外1名  
 "ローコンプレキシティ ターボイコライゼーション フォ ダイバーシティ  
 チャネルズ (Low Complexity Turbo-Equalization for Diversity Channels)" イ  
 ンターネット< URL : <http://ee.tamu.edu/reynolds/> >

#### 【非特許文献2】

エッチ. オーモリ他著「ア マッチド フィルタ アプロキシメーション  
 フォー エスシー／エムエムエスイー インタラティブ イコライザーズ」ア  
 イイ－イ－イ－ トランス. コンム. レターズ. 2001年、5巻、7号、pp  
 . 310-312 (H.Ohmori, T.Asai, T.Matsumoto, "A Matched filter approxi  
 mation for SC/MMSE Iterative Equalizers," IEEE Trans. Commun. Letters, vol.

5, no. 7, pp. 310-312, 2001)

### 【0011】

#### 【発明が解決しようとする課題】

この発明の目的はM M S E フィルタ係数の計算量を少なくし、かつ、ビット誤り率の劣化が少ない適応等化装置を提供することにある。

### 【0012】

#### 【課題を解決するための手段】

この発明の説明に先立ち、特願2002-010839号「ターボ受信方法及びその受信機」において提案されているものについて説明する。この特願2002-010839号に記載されている多入力多出力ターボ受信法に必要な送信機の構成例を図2に示す。

図2の送信機では、まず入力された情報ビット系列  $b_n(k)$  ( $n = 1, \dots, N$ ) に対して誤り訂正符号化をチャネル符号器11で行って符号化ビット系列  $c_n(k)$  を生成する。次に、 $c_n(k)$  をインターリープ手段12でインターリープして系列  $c'_n(k)$ を得、この系列  $c'_n(k)$  で搬送波信号を変調手段13において変調して送信シンボル系列  $s_n(k)$ を得る。そして、この送信シンボル系列  $s_n(k)$  に対して、トレーニングシンボル系列生成手段14からのトレーニングシンボル  $s_{tr}(k)$  を多重化手段15において付加して送信する。

### 【0013】

1つの送信アンテナから1つの受信アンテナに電波が到達するマルチパス数をQとすると、ユーザ(送信機)  $S_n$  から送信され、 $m$ 番目 ( $m = 1, \dots, M$ ) のアンテナ#  $m$ で受信される信号は、送信機  $S_n$  からの送信信号に遅延プロファイル(伝送路特性)  $h_{mn}(q)$  を畳み込んだ信号であり、 $m$ 番目のアンテナ#  $m$ で受信される信号  $r_m(t)$  は全ての送信機  $S_1 \sim S_N$  からの受信信号を足し合わせ、雑音を加えた信号となる。よって、 $r_m(t)$  は次のように表される。

$$r_m(t) = \sum_{n=1}^N (h_{mn}(q) * s_{t,n}(t)) + n_m(t) \quad (1)$$

ここで、 $n_m(t)$  は  $m$  番目のアンテナ#  $m$  で受信した信号に対する加法性白色ガウス雑音(A W G N)である。

### 【0014】

この明細書では、チャネル状態（伝送路特性）の表記法に関して、便宜上次の  
ように定義する。

$$\begin{aligned}\mathbf{r}(k) &= [r_1(k) \ r_2(k) \cdots r_M(k)]^T \\ &= \sum_{q=1}^Q \mathbf{H}(q) \mathbf{s}(k-q) + \mathbf{n}(k)\end{aligned}\quad (2)$$

ここで、 $k$ は離散的時刻、 $[ ]^T$ は転置行列を表わし  $\mathbf{H}(q)$ ,  $\mathbf{s}(k)$ ,  $\mathbf{n}(k)$  は以下の通りである。

#### 【数4】

$$\mathbf{H}(q) = \begin{bmatrix} h_{11}(q) & h_{12}(q) & \cdots & h_{1N}(q) \\ h_{21}(q) & h_{22}(q) & \cdots & h_{2N}(q) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(q) & h_{M2}(q) & \cdots & h_{MN}(q) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \cdots s_N(k)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{n}(k) = [n_1(k) \ n_2(k) \cdots n_M(k)]^T \quad (5)$$

である。

#### 【0015】

図3に多入力多出力ターボ受信機の機能構成を示す。各アンテナ#1～#Mからの受信信号は例えばシンボル周期でサンプリングされたベースバンドのデジタル信号としてMIMO時空ターボ等化器に入力される。MIMO時空ターボ等化器はMIMO等化器21と各信号系列（ユーザ）用復号部221～22Nで構成され、同一受信信号に対し、等化と復号を繰り返し行うことでビット誤り率を低減させる。MIMO等化器21においては、前回の繰り返し等化復号時の軟入力軟出力（Soft-Input Soft-Output : SISO）復号器23nからフィードバック（帰還）される各送信シンボルの第2外部情報値（第2事前情報系列） $\lambda_2(s_n(k))$ を用いて生成した受信信号レプリカ及びMMSE（最小平均2乗誤差）フィルタ処理を用いてユーザ間干渉（Multiple Access Interference : MAI）と符号間干渉（Inter-Symbol Interference : ISI）を除去し、各シンボルの第1外部情報値（第1事前情報系列） $\lambda_1(s_n(k))$ を求める。ただし、

各フレームの1回目のMIMO等化処理においては、前回の繰り返しにおいて求められる $\lambda_2(s_n(k))$ を利用することができないため、MMSEフィルタによる等化処理のみを行う。信号系列n復号部（ユーザ毎のSISO復号部）2<sub>2n</sub>では、MIMO等化器21により求められた $\lambda_1(s_n(k))$ を用い、SISO復号を行う。このSISO復号時に求められた各 $s_n(k)$ に対する第2外部情報値 $\lambda_2(s_n(k))$ は、MIMO等化器21にフィードバックされる。

### 【0016】

図4にMIMO等化器21の構成を示す。MIMO等化器はチャネル推定部24と、各信号系列に対する等化手段25<sub>1</sub>～25<sub>N</sub>とフィルタ係数更新タイミング信号発生手段26から構成され、各信号系列用等化手段25<sub>n</sub>は適応等化部27<sub>n</sub>と外部情報生成手段28<sub>n</sub>から構成されている。チャネル推定部24は受信信号とトレーニングシンボル生成手段29からのトレーニングシンボルとによりチャネル状態（送信路特性）を推定する。

適応等化部27<sub>n</sub>の構成を図5に示す。適応等化部27<sub>n</sub>は干渉除去手段31<sub>n</sub>とフィルタ部32<sub>n</sub>とフィルタ係数算出部33<sub>n</sub>から構成されている。また、図6に干渉除去手段31<sub>n</sub>の構成例を示す。初めに図6に示す干渉除去手段31<sub>n</sub>では、レプリカ生成器34<sub>n</sub>により第2事前情報系列 $\lambda_2(s_1(k), \dots, \lambda_2(s_N(k))$ （ただし $\lambda_2(s_n(k))$ を除く）と推定されたチャネル状態（チャネル推定値）とにより受信信号中のMAI, ISI成分の受信信号レプリカが生成され、このレプリカが減算部35<sub>n</sub>で受信信号から差し引かれる。各ユーザの信号 $s_n(k)$ の送信信号の推定値（軟判定シンボル推定値） $s'_n(k)$ は $\lambda_2(s_n(k))$ から

$$s'_n(k) = \tan h(\lambda_2(s_n(k)) / 2) \quad (6)$$

を計算して求める。 $s'_n(k)$ はその信頼度に応じた大きさをもつ送信信号レプリカである。ここで、送信機S<sub>n</sub>の送信信号の時点kにおける干渉成分となる信号の推定値 $u_{e,n}(k)$ は下記の通りである。

### 【0017】

$$u_{e,n}(k) = [u_n(k + (Q - 1)) \ u_n(k + (Q - 2)) \dots]$$

$$\mathbf{u}_n(k+1) \quad \mathbf{u}_{cn}(k) \quad \mathbf{u}_n(k-1) \cdots \mathbf{u}_n(k-(Q-1))]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{u}_n(k) = [s'_1(k) \ s'_2(k) \ \cdots \ s'_N(k)] \quad (8)$$

$$\mathbf{u}_{cn}(k) = [s'_1(k) \ s'_2(k) \ \cdots \ s'_{n-1}(k) \ 0 \ s'_{n+1}(k) \ \cdots \ s'_N(k)] \quad (9)$$

この干渉成分  $\mathbf{u}_{e,n}(k)$  に対する受信信号レプリカ  $\mathbf{H} \mathbf{u}_{e,n}(k)$  を生成し、これを受信信号  $\mathbf{r}_e(k)$  からキャンセルすることにより、検出を行うシンボルである送信機  $S_n$  の時点  $k$  の送信シンボル  $s_n(k)$  に対する受信信号の推定値  $\mathbf{r}'_{s,n}(k)$  が求められる。つまり次式により  $\mathbf{r}'_{s,n}(k)$  が求まる。

$$\mathbf{r}'_{s,n}(k) = \mathbf{r}_e(k) - \mathbf{H} \mathbf{u}_{e,n}(k) \quad (10)$$

ここで

$$\mathbf{r}_e(k) = [\mathbf{r}(k+Q-1) \ \mathbf{r}(k+Q-2) \ \cdots \ \mathbf{r}(k)]^T \quad (11)$$

### 【数5】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(0) & \mathbf{H}(1) & \cdots & \mathbf{H}(Q-1) & & 0 \\ & \mathbf{H}(0) & \mathbf{H}(1) & \cdots & \mathbf{H}(Q-1) & \\ & & \ddots & & & \ddots \\ 0 & & \mathbf{H}(0) & \mathbf{H}(1) & \cdots & \mathbf{H}(Q-1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

である。但し、この  $\mathbf{r}'_{s,n}(k)$  には、前繰り返し時のビットの判定誤りや軟出力値に含まれる誤差によりキャンセルされなかった干渉成分は依然として含まれている。

### 【0018】

次に、干渉成分の受信信号レプリカを受信信号からキャンセル後に残留する干渉の除去及び、マルチパスの合成をMMS E フィルタ部  $32_n$  により行う。MMS E フィルタ部  $32_n$  は、初期の繰り返しでは干渉レプリカの減算後に残された干渉成分が多いいため、これらの干渉を除去するフィルタとして動作し、繰り返し

回数が増えるに従いマルチパスを最大比合成するように動作する。MMS E フィルタ部32<sub>n</sub> の出力を  $z_n(k)$  とすると、

$$z_n(k) = \omega_n^H(k) r'_{s,n}(k) \quad (13)$$

となる。  $H$  は共役転置行列を表わし、  $\omega_n(k)$  は MMS E フィルタ部32<sub>n</sub> の係数ベクトルで、 フィルタ係数算出部33<sub>n</sub> において以下のように決定される。

### 【0019】

$$\omega_n(k) = [ H \Delta_n(k) H^H + \sigma^2 I ]^{-1} h_n \quad (14)$$

ここで、  $h_n$  は、

$$h_n = [ h_{1n}(Q-1) \ h_{2n}(Q-1) \cdots h_{Mn}(Q-1) ]$$

$$h_{1n}(Q-2) \ h_{2n}(Q-2) \cdots h_{Mn}(Q-2)$$

...

$$h_{1n}(0) \ h_{2n}(0) \cdots h_{Mn}(0) ]^T \quad (15)$$

であり、  $\Delta_n(k)$  は  $D(k)$ 、  $D_c(k)$  を

$$D(k) = (1 - s'_1)^2(k) \ (1 - s'_2)^2(k) \cdots (1 - s'_N)^2(k) \quad (16)$$

$$D_{cn}(k) = (1 - s'_1)^2(k) \ (1 - s'_2)^2(k) \cdots (1 - s'_{n-1})^2(k) \ (1 - s'_{n+1})^2(k) \cdots (1 - s'_N)^2(k) \quad (17)$$

とすると、

$$\Delta_n(k) = \text{diag}[ D(k+(Q-1)) \ D(k+(Q-2)) \cdots D(k+1) \ D_{cn}(k) \ D(k-1) \cdots D(k-(Q-1)) ] \quad (18)$$

と表される。  $\sigma^2$  は受信機の内部雑音電力（各成分の共分散）、  $I$  は単位行列であり、  $\text{diag}$  は対角行列（対角線の要素以外の要素はゼロ）を表わす。また、 フィルタ係数更新タイミング信号発生手段33<sub>n</sub> では、 繰り返し1回目においては、  $\lambda_2(s_n(k))$  が得られていないから、 フレームの先頭で一度、 繰り返し2回目以降では、  $\lambda_2(s_n(k))$  の値が一般に各シンボルごとに異なるから、 各シンボルごとにフィルタ係数を更新するようにタイミング信号を発生させる。

### 【0020】

最後に、 $s_1(k)$  の第1外部情報値  $\lambda_1(s_1(k))$  を次のように求める。

$$\lambda_1(s_1(k)) = 4R(z_n(k)) / (1 - \mu_n(k)) \quad (19)$$

ここで、 $R(z_n(k))$  は  $z_n(k)$  の実数部を表わし、 $\mu_n(k)$  は、

$$\mu_n(k) = \mathbf{h}_n^H [\mathbf{H} \Delta_n(k) \mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{h}_n \quad (20)$$

である。

この提案されている適応等化装置に前記非特許文献2に示す近似法を適用することを考える。図7に、この近似を行う場合に考えられるフィルタ係数算出部3<sub>n</sub>の構成を示す。ここで繰り返し1回目においては、前記と同様にMMSEフィルタ係数の算出をMMSEフィルタ係数算出部3<sub>7n</sub>で行う。ただし、繰り返し1回目においては、信号系列n用復号部2<sub>2n</sub>からの第2事前情報  $\lambda_2(s_n(k))$  のフィードバックが存在しないことから、全てのkにおいて  $s'_n(k) = 0$  であるため、MMSEフィルタ係数はシンボルごとに計算する必要はなく、フレーム内共通とすることができます。また、繰り返し2回目以降の等化処理においては、このとき、 $s'_n(k) = 1$  とするため、 $\Delta_n(k) = 1$  となる。よってフィルタ係数  $\omega_n(k)$  は定数Const.とチャネル推定値との積である。

$$\omega_n(k) = \text{Const. } \mathbf{h}_n \quad (21)$$

となり、これがMMSEフィルタ係数算出部3<sub>8n</sub>で計算される。つまり、この近似を用いた場合には、マルチパス成分を最大比合成し、スカラー値で重み付けすることになる。この近似によりフィルタ係数の計算が頗る簡単になる。以降、この近似をMRC近似と呼ぶ。

### 【0021】

上記MIMOシステムの等化処理においてMMSEフィルタを用いる場合は、ISI, MAIシンボルの送信信号レプリカがシンボルごとに異なるため、シンボル毎にMMSEフィルタ係数の算出が必要になり、莫大な計算量が必要となる。この点を改善するために前記MRC近似の適用を考えた場合、MMSEフィルタ係数の算出はフレーム毎に1回で済むため大幅に計算量を削減できるが、MMSEフィルタを用いる場合に比べ干渉除去効果が少なくなり、BER(ビット誤

り率) が大幅に劣化してしまう。

### 【0022】

MRC近似を用いた場合は2回目以降のMMSEフィルタ係数算出時において  $s'_{n(k)} = 1$  としているが、この発明では受信信号における数から数10シンボル以上をまとめて繰り返し処理状態に基づく情報から干渉除去度を求め、この干渉除去度を  $s'_{n(k)}$  の代わりに用いてMMSEフィルタ係数を算出してMMSEフィルタに設定する。干渉除去度が大きい程1に近い値をとる。従って、これらまとめたシンボルごとに同一フィルタ係数を適応することでビットエラーレート(BER)の劣化を少なく押さえつつ、計算量を削減することができる。

### 【0023】

この構成により、従来のMRC近似を用いた場合に比べ干渉除去効果を増加させることができる。これは、MRC近似を用いない場合において、  $s'_{n(k)} = 1$  であることは、SISO復号の結果の信頼性が非常に大きい事を意味するが、実際には  $s'_{n(k)}$  には誤差が含まれており、例えば2回目或いは3回目のSISO復号後の結果にも比較的多くの誤りが存在するためであると考えられる。

なおこの発明はMIMOシステムに限らず、シングルユーザのターボシステム、更に受信側で誤りを検出すると送信側に再送信を要求するシステム、セルダイバーシチシステムなど、なんらかにより事前情報  $\lambda_2(s_n(k))$  と対応するものを得ることができるシステムにこの発明は適用できる。この場合、誤り検出再送要求システムでは繰り返し処理の1回目は誤りを検出した時の受信信号に対する処理であり、セルダイバーシチシステムでは、移動通信におけるセル間移動の際のハンドオーバのように移動機が隣接する二つのセルの各基地局と通信可能な状態で、その一方の基地局からの受信信号に対し、処理を行った後に、他方の基地局の送信信号を受信して処理する場合はこれを2回目の繰り返し処理とする。また、セルダイバーシチシステムでターボ受信を行っている場合は一方の基地局からの受信信号に対し3回の繰り返し処理を行った後に、他方の基地局の送信信号を受信して処理する場合はこれを4回目の繰り返し処理とする。

## 【0024】

## 【発明の実施の形態】

## &lt;第1実施形態&gt;

図8にこの発明における適応等化装置の要部を示す。この発明の適応等化装置は、干渉除去手段31<sub>n</sub>と、フィルタ部32<sub>n</sub>と、フィルタ係数算出部33<sub>n</sub>と、干渉除去度推定部41<sub>n</sub>を備え、その他の部分は従来と同様にすることができる。この発明では、干渉除去度 $\beta$ を干渉除去度推定部41<sub>n</sub>で算出し、この干渉除去度 $\beta$ を用いてフィルタ係数をフィルタ係数算出部33<sub>n</sub>で算出する。具体的には、式(16) (17)の $s'_n(k)$ を $\beta$ としてフィルタ係数の算出を行う。演算量削減の観点から $\beta$ は、フレーム内一定とすることがよい。このとき式(16) (17)は、

$$D(k) = (1 - \beta^2 \quad 1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2) \quad (22)$$

$$D_{cn}(k) = (1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2 \quad 1 \quad 1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2)$$

となる。ここで、 $\beta$ は $s'_n(k)$ の性質から $i=1$ では0であり、繰り返し数と共に増加し、繰り返し回数が十分であるならば、遅くとも最終の繰り返しまでには1となることが望ましい。このような条件を満たす $\beta$ は無限に考えることができるが、例えば繰り返し回数の関数とすることができます。図9に $\beta(i)$ の生成例を示す。ここでは、 $\beta(i)$ を $i$ の1次式、 $1/m$ 次式、 $m$ 次式で生成した例を示している。

## 【0025】

実用的には、 $i=1$ で $\beta=0$ 、 $i=2$ で $\beta$ を1に近い値、例えば0.8程度とし、それ以降ゆるやかに1に漸近させ、例えば繰り返しごとに0.05程度増加させることが望ましい。また、最後の繰り返し以前に $\beta=1$ とし、以降の繰り返しにおいては、 $\beta=1$ とする。このため、例えば

$$\beta(i) = 0 \quad i=1 \quad (23)$$

$$\beta(i) = 0.8 + 0.05 \times (i-1) \quad 5 \geq i \geq 2$$

$$\beta(i) = 1 \quad i \geq 6$$

とすることができます。

## 【0026】

次の第2実施形態の説明から理解されるが、この第1実施形態では、フィルタ係数が一定とする区間の始め、この場合は、各繰り返し処理におけるデータシンボルに対する処理の前に干渉除去度  $\beta$  (i) を求め、これを用いてフィルタ係数を計算して、フィルタ部32<sub>n</sub>に設定し、 $\beta$  (i) = 1になると、その時のフィルタ係数を、繰り返し処理の最終回まで用いることになる。

#### ＜第2実施形態＞

第2実施形態の要部を図10に示す。第1実施形態においては、干渉除去度を繰り返し回数のみの関数としたが、この第2実施形態では、干渉除去度を事前情報値の関数としている。例えば、フィルタ係数を一定とする区間における推定値  $s'_{n'}(k)$  の平均値を次式のように干渉除去度とする。

#### 【0027】

$$\beta = (1/N) (1/N_{sy}) \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{N_{sy}} s'_{n'}(k) \quad (24)$$

$N_{sy}$ はフィルタ係数を一定とする区間に含まれるシンボル数である。ここで、フィルタ係数を一定とする区間は、フィルタ係数更新タイミング信号より判断することもできる。つまり受信信号の1フレーム（バースト）区間は一般にトレーニングシンボル区間とこれに続くデータシンボル区間を備え、トレーニングシンボル区間においてチャネル推定を行い、そのチャネル推定値を用いて、データシンボル区間において等化処理、つまり干渉除去手段31<sub>n</sub>での干渉レプリカによるキャンセル及びフィルタ部32<sub>n</sub>でのフィルタ処理を行う場合は、その1回の処理では全データシンボル区間でフィルタ係数を一定とし、従って、その直前の繰り返し処理における全データシンボルについての  $s'_{n'}(k)$  と、データシンボル数  $N_{sy}$  を用いて、式(24)を演算し、得られた干渉除去度  $\beta$  を用いて、フィルタ係数を式(22)によりフィルタ係数算出部33<sub>n</sub>で算出し、今回の繰り返し処理におけるフィルタ部32<sub>n</sub>のフィルタ係数を設定する。従って、繰り返し処理ごとにその開始時にフィルタ係数更新タイミング信号を出力し、各繰り返し処理に1回だけフィルタ係数を求める演算をすればよい。つまりフィルタ係数更新タイミングごとに、前回のフィルタ係数更新タイミングからの事前情報値の平均値を求めていることになる。

#### 【0028】

データシンボルの処理中においても前回復号したデータシンボルを用いてチャネル推定を行う場合やデータシンボルの途中にもトレーニングシンボルが含まれている場合においては、1フレームの区間においてチャネル状態がある程度以上変化するとこれを検出して、フィルタ係数更新タイミング信号を出力する。例えば図10中に示すようにチャネル推定値  $H$  はフィルタ係数更新タイミング発生手段42にシンボルタイミングごとに入力され記憶部42aに記憶されている前回のフィルタ係数算出直後のチャネル推定値  $H_I$  とその各対応する要素の差が差検出部42bでとられ、差検出部42bよりの検出された差の2乗和が2乗和計算部42cで求められ、この2乗和がしきい値設定部42dのしきい値と比較部42eで比較され、しきい値以上であれば、チャネル状態が変動したとして、フィルタ係数更新タイミング信号が出力され、かつ記憶部42aの記憶内容がその時入力されたチャネル推定値に更新される。このタイミング信号に基づき、その新たなチャネル推定値  $H$  を用いてフィルタ係数算出部33nでフィルタ係数を算出して、フィルタ部32nのフィルタ係数を更新する。

### 【0029】

このようにして、1フレーム区間内においてもフィルタ係数の更新が行われる場合は、各隣接するフィルタ係数更新タイミング間（フィルタ係数一定区間）で前回の処理で得られたその区間の全ての  $s'_{n'}(k)$  とその個数  $N_{sy}$  とにより又は直前のフィルタ係数更新タイミングから現在までに得られた  $s'_{n'}(k)$  とその個数  $N_{sy}$  とにより式（24）を計算して干渉除去度  $\beta$  を推定し、その  $\beta$  を用いてフィルタ係数を求め、これを用いてそのフィルタ係数一定区間におけるフィルタ部32nのフィルタ処理を行う。このようにしてフィルタ係数更新タイミング信号ごとにのみフィルタ係数の計算を行い、例えば数10～数100のデータシンボルについて同一のフィルタ係数を使用し、それだけフィルタ係数の計算量を減少することができる。

### 【0030】

これら第2事前情報値  $\lambda_2(s_n(k))$ （この例では  $s'_{n'}(k)$ ）を用いて式（24）を計算する場合第1実施形態の考えを組合せ図10中に破線で示すように干渉除去度推定部41nに処理繰り返し回数  $i$  も入力して例えば  $i$  の関数

$\alpha$  (i) を式 (24) に乗算して干渉除去度  $\beta$  (i) としてもよい。この  $\alpha$  (i) としては先の場合と同様に  $i = 1$  で  $\alpha$  (i) = 0 とし、急に 1 に近い値とし、その後、ゆるやかに 1 に漸近し、1 で飽和するようなものが好ましい。

また式 (24) の演算結果をそのまま用いることなく、この演算結果を変数とする関数値を干渉除去度  $\beta$  としてもよい。更に式 (24) による干渉除去度は全ユーザ（送信機送信）信号に対し共通に用いたが、復号対象ユーザ（送信機送信）信号ごとに異なる干渉除去度を用いてもよい。この場合は以下の式を用いる。

### 【0031】

$$\begin{aligned}\beta_n &= (1/N_{sy}) \sum_{k=1}^{N_{sy}} s'_n(k) \quad (24)' \\ D(k) &= (1 - \beta_1^2 \quad 1 - \beta_2^2 \cdots 1 - \beta_N^2) \\ D_{cn}(k) &= (1 - \beta_1^2 \quad 1 - \beta_2^2 \cdots 1 - \beta_{n-1}^2 \quad 1 \quad 1 - \beta_{n+1}^2 \cdots \\ &\quad 1 - \beta_N^2)\end{aligned}$$

### 【0032】

干渉除去度としては  $\beta_n$  又はこれを変数とする関数値、つまり  $\beta_n$  と対応した値を用いてもよい。これらることは以後の実施形態においても同様である。

フィルタ係数更新タイミング信号発生手段 42 は、先の説明から理解されるように、シンボルタイミング信号、繰り返し処理開始信号、チャネル推定値が入力され、繰り返し処理開始信号ごとに、又はこれとチャネル推定状態が所定値以上変化するごとに、つまりフィルタ係数を一定とする区間の始めにフィルタ係数更新タイミング信号を発生するものである。

### 【0033】

#### <第3実施形態>

第1実施形態の等化処理手法では、検出する信号（復号しようとする信号）に関する誤り訂正復号結果が反映されていないが、検出する信号に関する誤り訂正復号結果を反映させる手法が特願 2002-10839 号に示されている。そこで、この第3実施形態では第1実施形態における適応等化装置の要部において検出する信号の受信信号レプリカの一部を受信信号に加算する。つまり式 (9) 中の検出する信号と対応する要素 0 を  $-f(s'_n(k))$  として下記のように変更する。

$$\mathbf{u}_{c,n}(k) = [s'_1(k+q) s'_2(k) \cdots s'_{n-1}(k) - f(s'_n(k)) s'_{n+1}(k) \cdots s'_N(k)] \quad (25)$$

$f(s'_n(k))$  は  $s'_n(k)$  を変数とする関数である。

図11に示すように、干渉除去手段31'nで、この式(25)と式(8)により式(7)に基づき干渉成分レプリカ  $\mathbf{H} \mathbf{u}_{e,n}(k)$  を求めて、これを受信信号からキャンセルしてフィルタ部32nに供給すればよい。この場合は検出する信号を強調させるための処理であるから、これを明確に表わすと、図11中に検出信号強調手段43において、入力された第2事前情報系列に基づき関数演算部43aにより  $f(s'_n(k))$  が演算され、この  $f(s'_n(k))$  とチャネル推定値  $\mathbf{H}$  とから検出信号レプリカ生成手段43bで検出信号レプリカが生成される。つまり検出信号レプリカ生成手段43bでは式(8)の  $\mathbf{u}_n(k)$  の全ての要素を0とし、式(9)の  $\mathbf{u}_{cn}(k)$  中の0の要素を  $f(s'_n(k))$  とし、その他の要素を全て0として、式(7)  $\mathbf{u}_{e,n}(k)$  を作り、これと  $\mathbf{H}$  とを畳み演算して検出信号レプリカを得る。この検出信号レプリカを受信信号に加算部43cで加算する。図では干渉除去手段31nの出力に対して検出信号レプリカを加算したが、干渉除去手段31nの入力受信信号に対して加算してもよい。なお、式(26)から明らかのように、フィルタ係数計算手段33nには関数演算部43aの演算結果  $f(s'_n(k))$  も入力される。

#### 【0034】

この検出する信号の強調変更に伴いMMSEフィルタ係数の算出における式(22)中の  $\mathbf{D}_{cn}(k)$  を以下のようにする。

$$\mathbf{D}_{cn}(k) = (1 - \beta^2 \quad 1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2 \quad 1 + 2f(s'_n(k)) s'_n(k) + |f(s'_n(k))|^2 \quad 1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2) \quad (26)$$

干渉除去度  $\beta$  としては第1実施形態、第2実施形態で用いたものを用いればよい。

$f(s'_n(k))$  は、  $s'_n(k)$  の符号が対応するシンボル硬判定結果と関係し、  $s'_n(k)$  の絶対値が大きい程、対応する硬判定シンボルの信頼性が大きいという性質から、以下の条件を満す必要がある。

## 【0035】

$s'_{n'}(k) = 0$ 、つまり対応する硬判定シンボルの信頼性が0の場合は、関数  $f$  の値も0、即ち、

$$f(0) = 0 \quad (27)$$

である。また  $s'_{n'}(k)$  の値が大きければ関数  $f$  の値も大きな値となる。従つて

$$d\{f(s'_{n'}(k))\} \geq d\{s'_{n'}(k)\} \geq 0 \quad (28)$$

である。このような関数としては例えば、

$$f(s'_{n'}(k)) = \alpha \times s'_{n'}(k) \quad (29)$$

とすればよい。この場合  $s'_{n'}(k) = 1$  とすると MMS E フィルタ係数の算出時における式(26)は

$$D_{cn}(k) = (1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2 \quad 1 + 2\alpha + \alpha^2 \quad 1 - \beta^2 \cdots 1 - \beta^2) \quad (2)$$

となる。 $\alpha$  を定数とすれば簡単に実現でき、 $\alpha$  を大きくすると BER (ビット誤り率) が返って悪くなり、 $0 < \alpha < 0.6$  が好ましい。 $\alpha$  を繰り返し処理の回数に応じて大きくしてもよい。

## 【0036】

上述において、干渉除去度  $\beta$  としては、処理の繰り返し回数、今回の事前情報系列の大きさに応じて推定する場合に限らず、これらと1ビット当たりの情報エネルギー（受信信号電力）、送、受信アンテナ数、符号化率、マルチパス数などの1つ乃至複数と組合せて推定してもよい。この場合、例えばシステムが決まれば、予め電子計算機シミュレーションにより、最適又はこれに近い干渉除去度  $\beta$  を求めておき、繰り返し処理状態に基づきその干渉除去度  $\beta$  を用いればよい。何れにしても繰り返し処理状態の情報に基づき  $\beta$  を推定すると云える。つまり第1実施形態においては繰り返し回数  $i$  が繰り返し処理状態の情報であり、第2実施形態においては事前情報  $\lambda_2(s_n(k))$ （シンボル推定値  $s'_{n'}(k)$ ）が繰り返し処理状態の情報であり、誤り検出により再送要求を行うシステムにおいては誤り検出した時の受信信号に対する処理が1回目の繰り返し処理であり、再送された受信信号に対する処理が2回目の繰り返し処理である。

## 【0037】

実験例

この発明の効果を示すために、計算機シミュレーションによる特性評価を行った。シミュレーションに用いたパラメータは以下のとおりである。

パス数	$Q = 3$
同時送信ユーザ数	$N = 3$
受信アンテナ数	$M = 2$
繰り返し等化復号回数	5
変調方式	B P S K
チャネル	等レベル3波レイリーチャネル
チャネル推定	完全
復号アルゴリズム	Max-Log-MAP
符号化率	2
拘束長	3

## 【0038】

従来のM R C近似、この発明の第1実施形態、第3実施形態を用いた場合の平均B E R（ビット誤り率）特性を図12に示す。また、第1実施形態、第3実施形態における $\beta(i)$ 、 $f(s'_{n'})$ は、

$$\beta(i) = 0 \quad i = 1 \quad (30)$$

$$\beta(i) = 0.8 + 0.05 \times (i - 1) \quad 5 \geq i \geq 2$$

$$\beta(i) = 1 \quad i \geq 6$$

$$f(s'_{n'}(k)) = 0.15 \times s'_{n'}(k) \quad (31)$$

とした。

## 【0039】

図12より、第1実施形態を用いることで、M R C近似を用いた場合に比べB E R特性を大幅に改善できていることがわかる。これは、M R C近似を用いた場合には、2回目の繰り返し以降においては、M R Cを行うため干渉の抑圧効果が少なくS I N R（信号対干渉雑音比）が低くなるためと思われ、この発明においては、フレーム内一定ではあるが、繰り返し回数にしたがって、 $\beta(i)$ を増加

させることで、繰り返し回数が少ない段階において干渉の抑圧を高め、SINRを増大させているためである。

また、第3実施形態を用いることで、さらにBER特性を低減できることがわかる。これは、等化処理においてMAI, ISIに対応する事前情報値に加え、検出するシンボルに対応する事前情報値をも利用することで、より、干渉や雑音に対する誤り耐性が強くなったためであると考えられる。

#### 【0040】

##### 【発明の効果】

以上述べたように、この発明によれば、フィルタ係数をシンボル周期で演算することなく、フィルタ係数を一定とする区間の始めにフィルタ係数を演算すればよく、しかも繰り返し状態に基づく情報に応じて干渉除去度を推定し、これを用いてフィルタ係数を求めているため、少ない演算量でかつ受信特性の優れたものとすることができます。

##### 【図面の簡単な説明】

###### 【図1】

MIMOシステムを簡単に示す図。

###### 【図2】

図1中の送信機の1つの機能構成を示す図。

###### 【図3】

MIMOターボ受信機の要部の機能構成を示す図。

###### 【図4】

図3中のMIMO等化部21の機能構成を示す図。

###### 【図5】

図4中の適応等化部27の機能構成を示す図。

###### 【図6】

図5中の干渉除去手段31の機能構成を示す図。

###### 【図7】

図5中のフィルタ係数算出部33の機能構成を示す図。

###### 【図8】

この発明の第1実施形態の機能構成を示す図。

【図9】

繰り返し回数と干渉除去度との関係例を示す図。

【図10】

この発明の第2実施形態の機能構成を示す図。

【図11】

この発明の第3実施形態の機能構成を示す図。

【図12】

この発明の効果を示す計算機シミュレーションの結果を示す図。

【図13】

従来のシングルユーザーボシステムの送信機、受信機の構成を示す図。

【書類名】 図面

【図1】

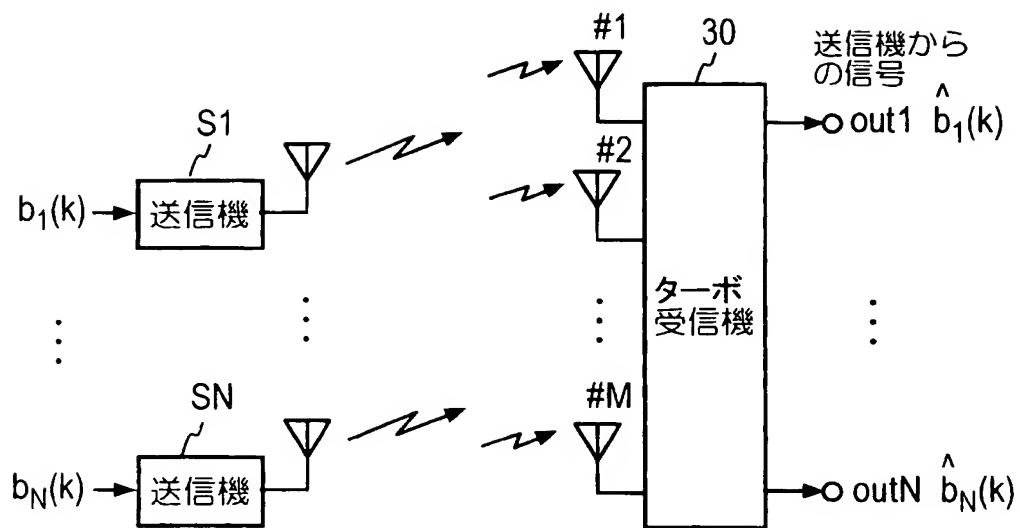


図1

【図2】

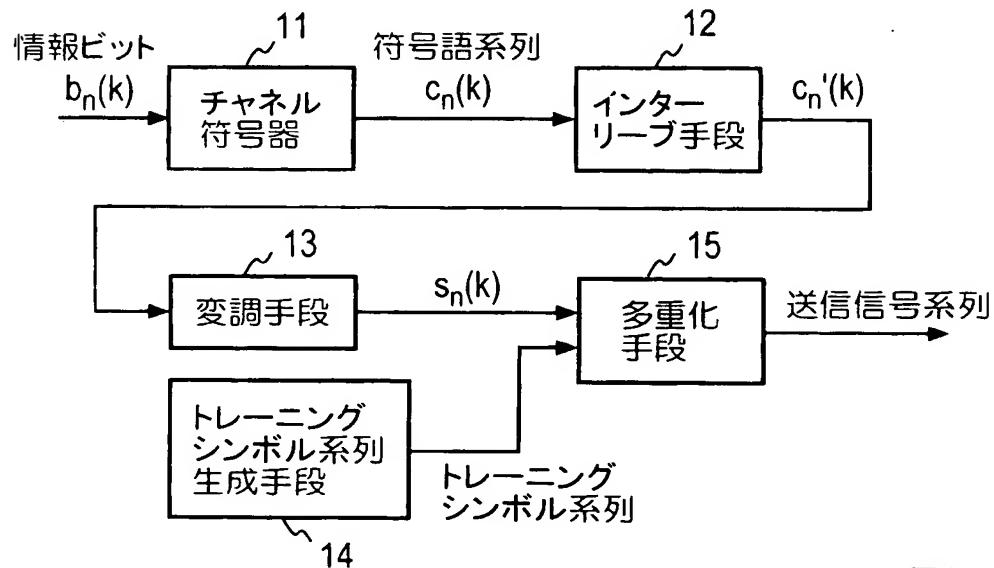


図2

【図3】

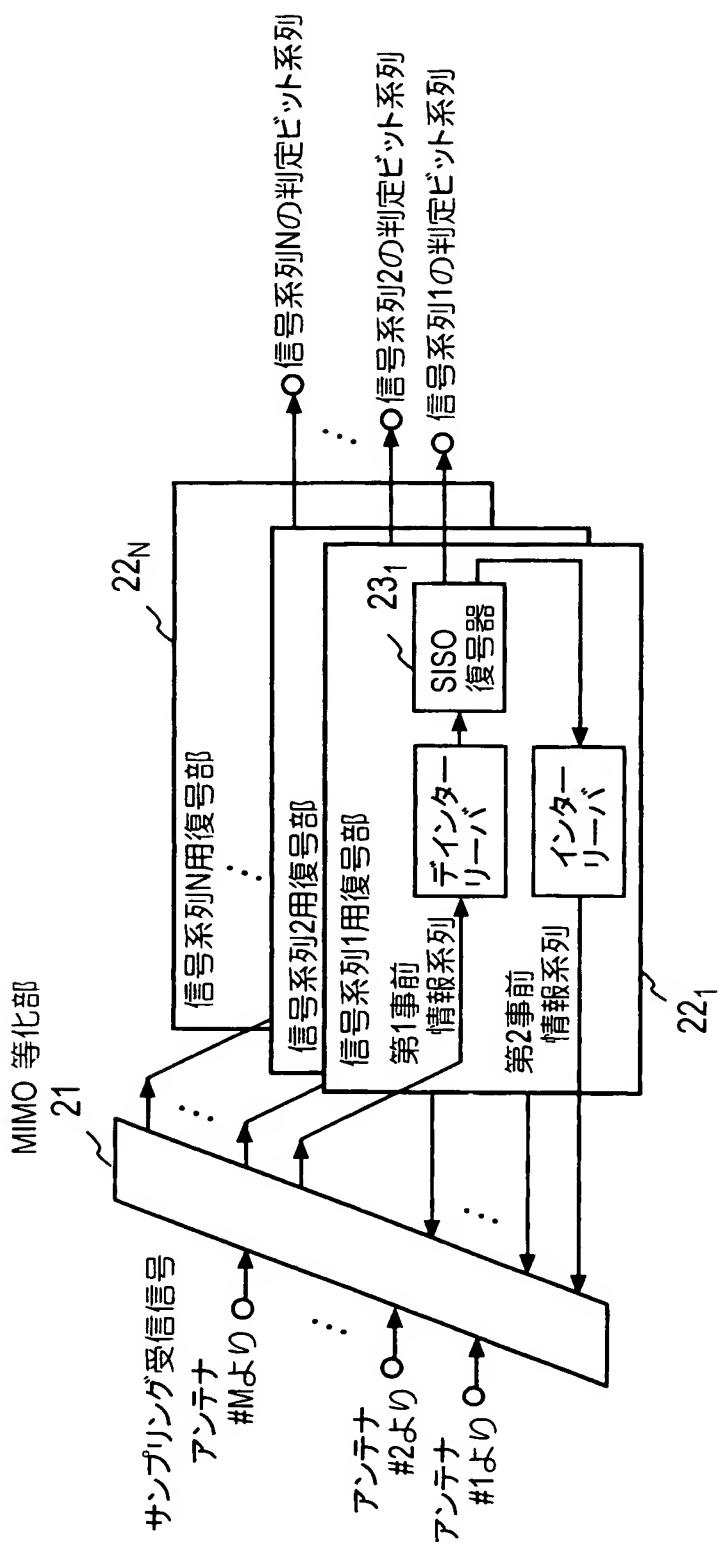


図3

【図4】

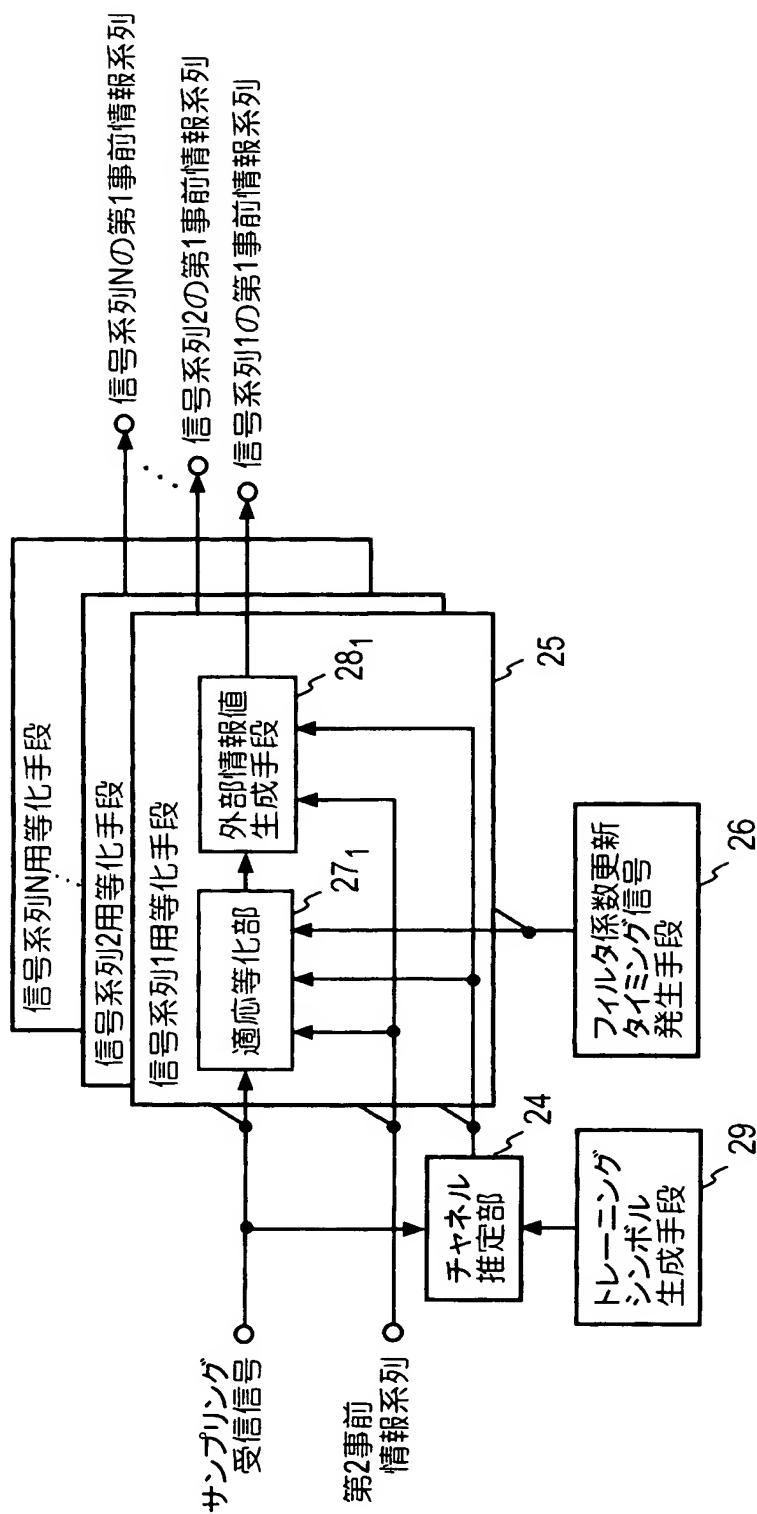


図4

【図5】

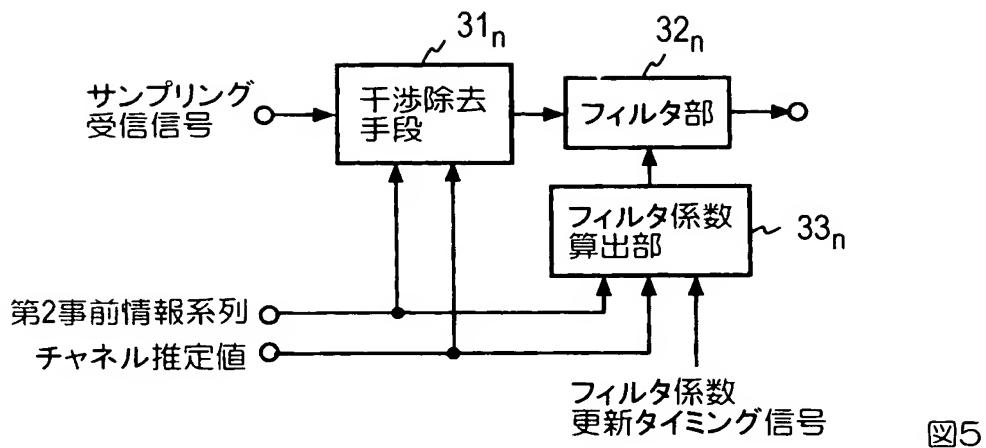


図5

【図6】

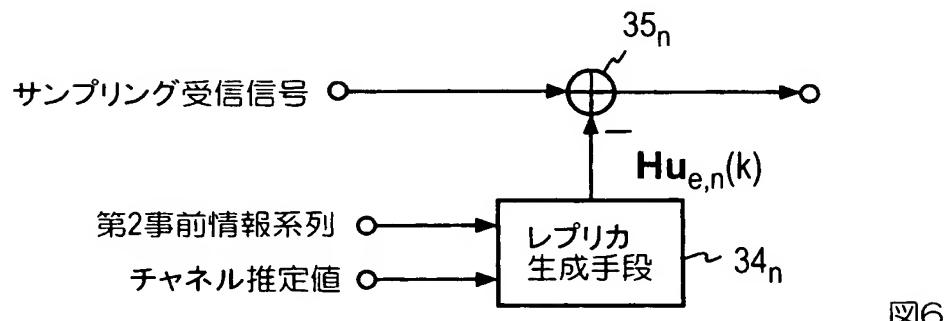


図6

【図7】

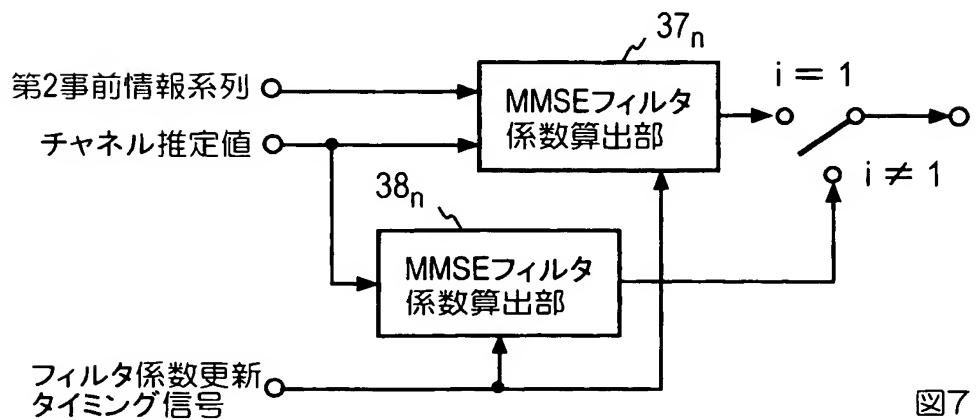


図7

【図8】

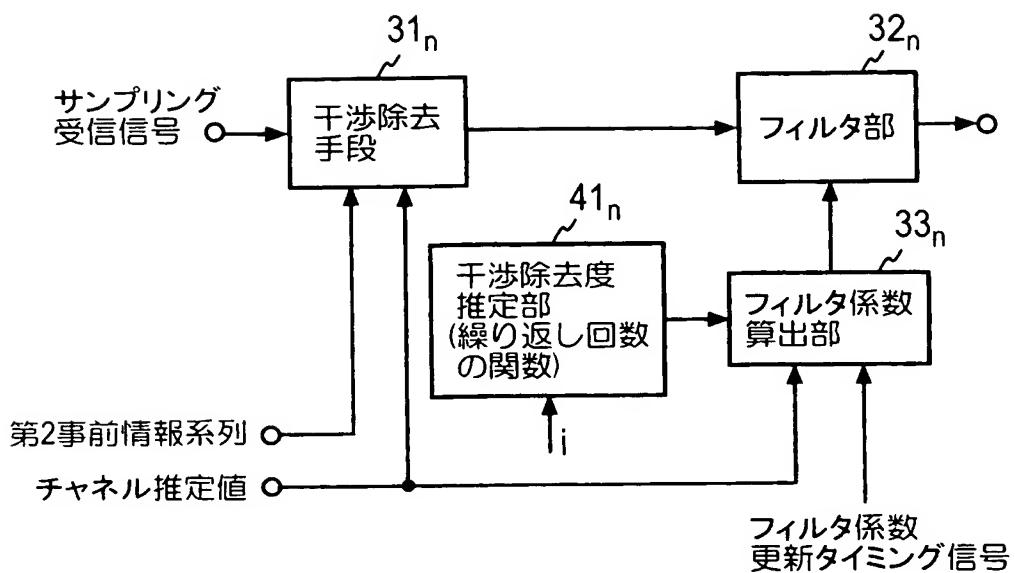


図8

【図9】

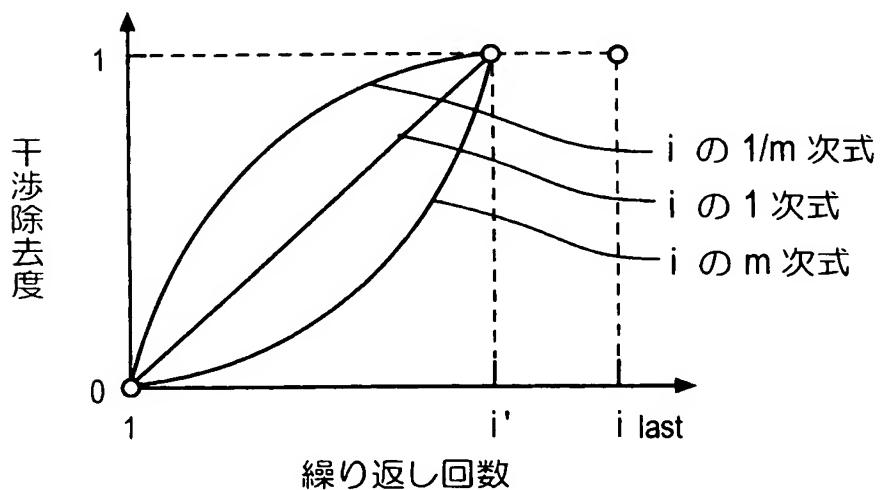


図9

【図10】

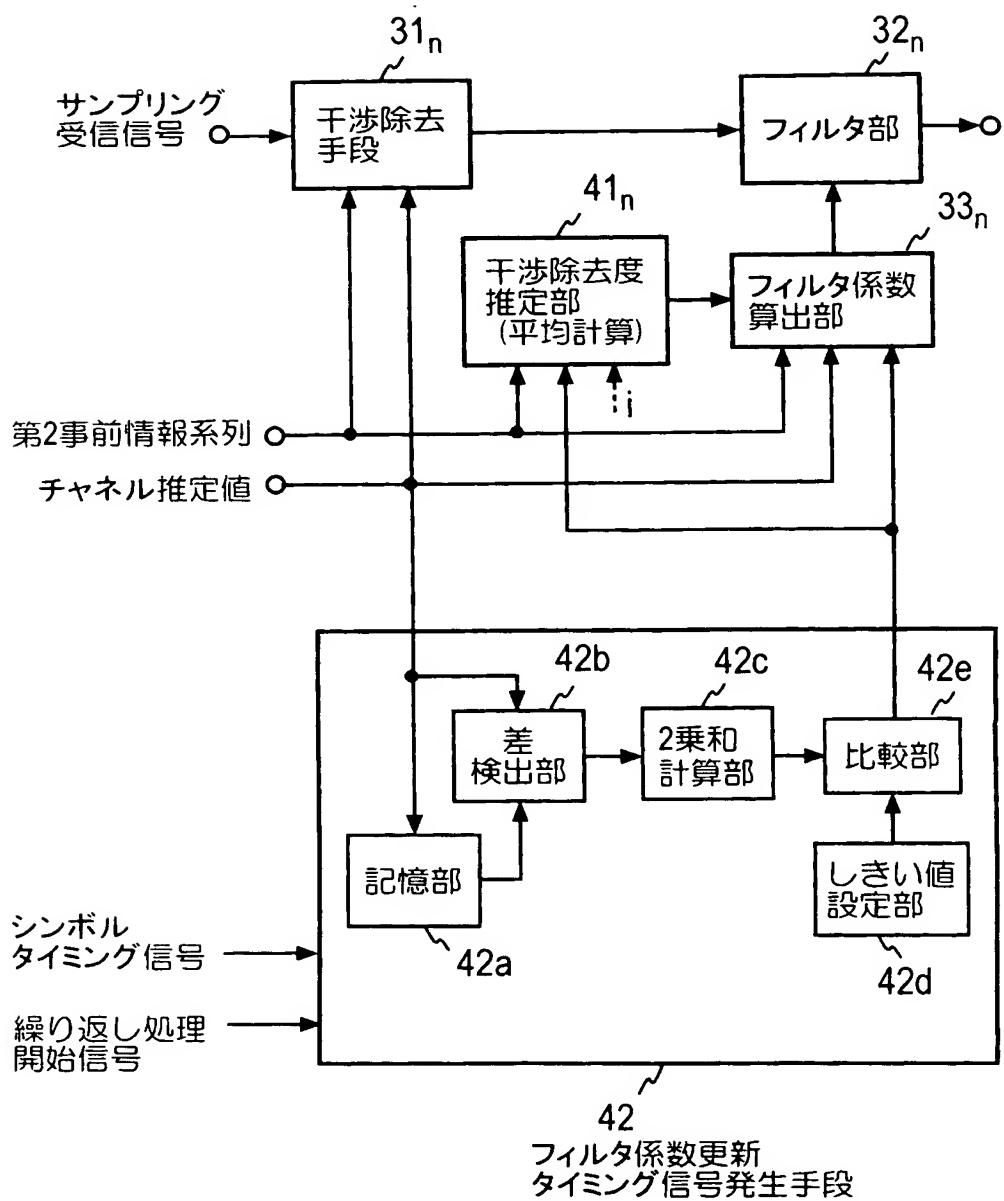


図10

【図11】

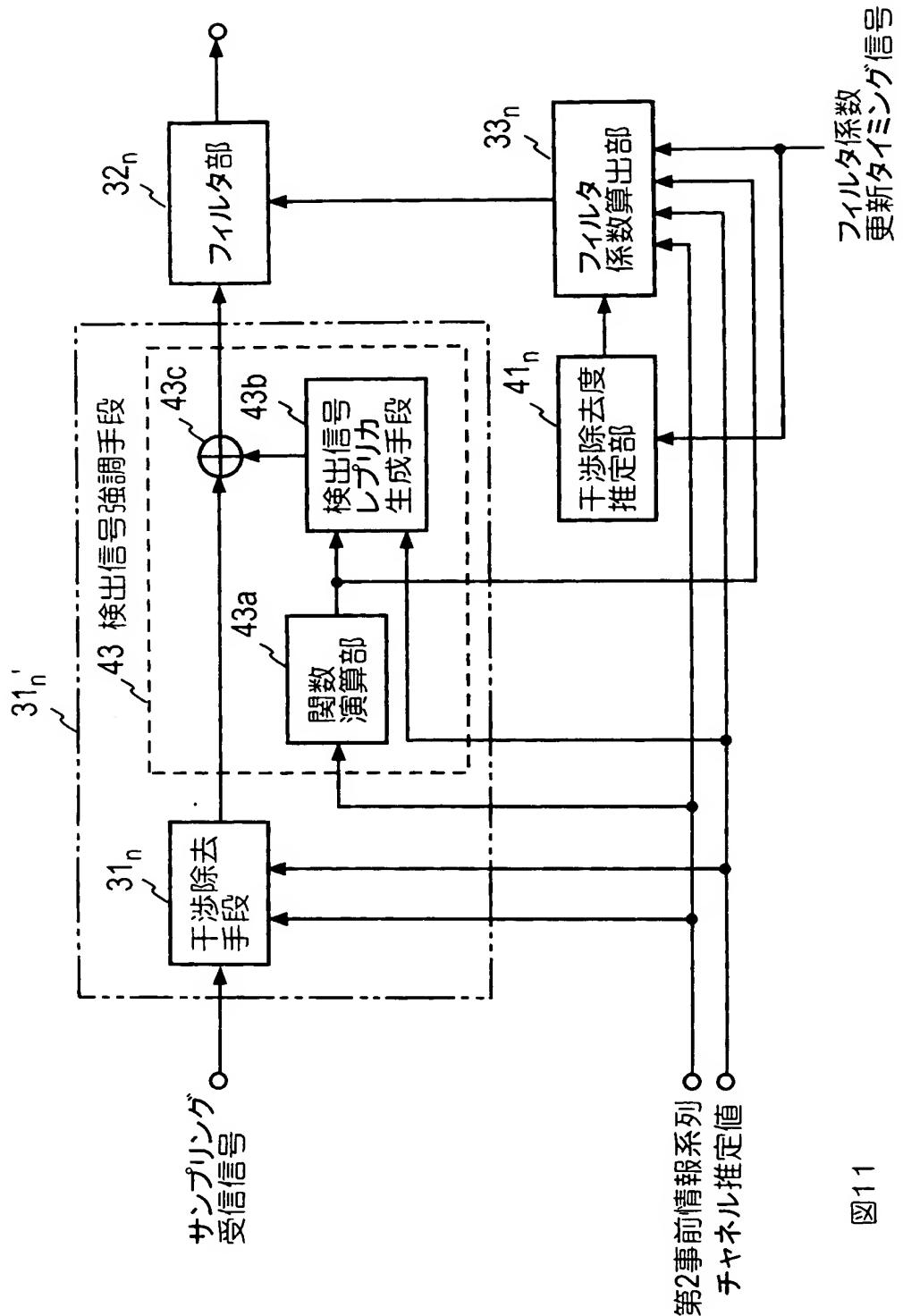


図11

【図12】

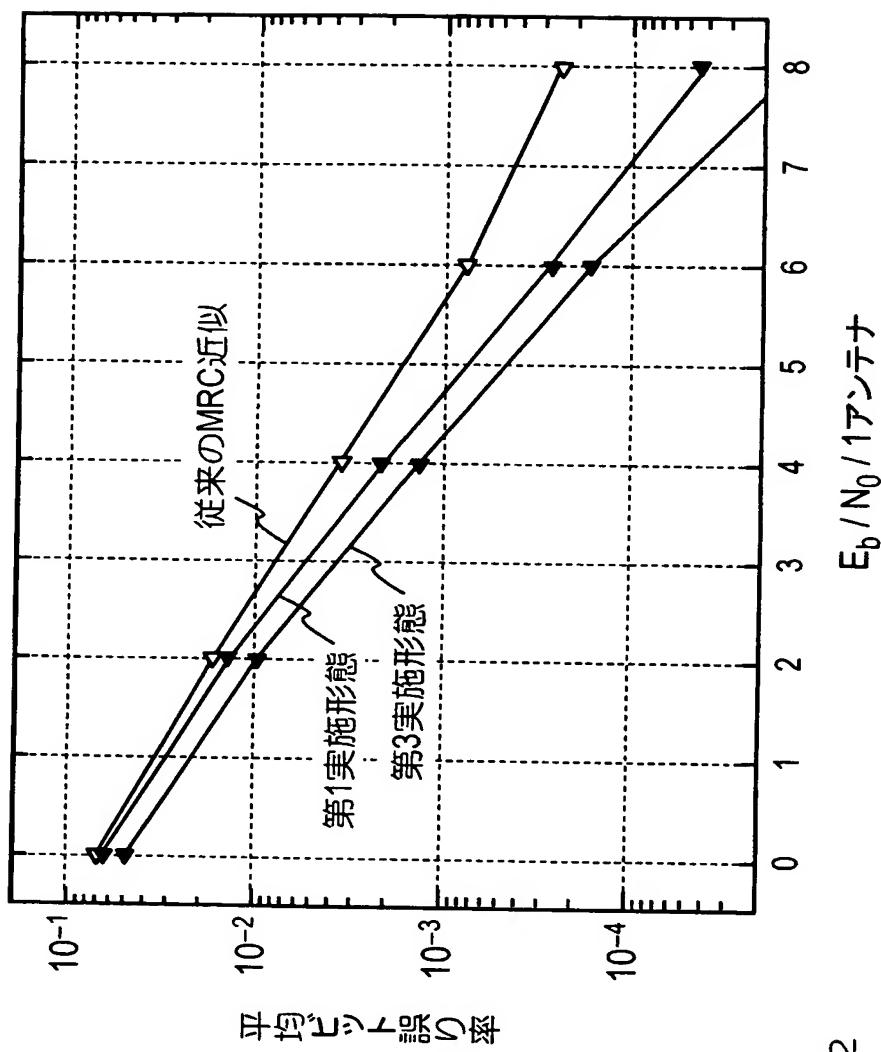


図12

【図13】

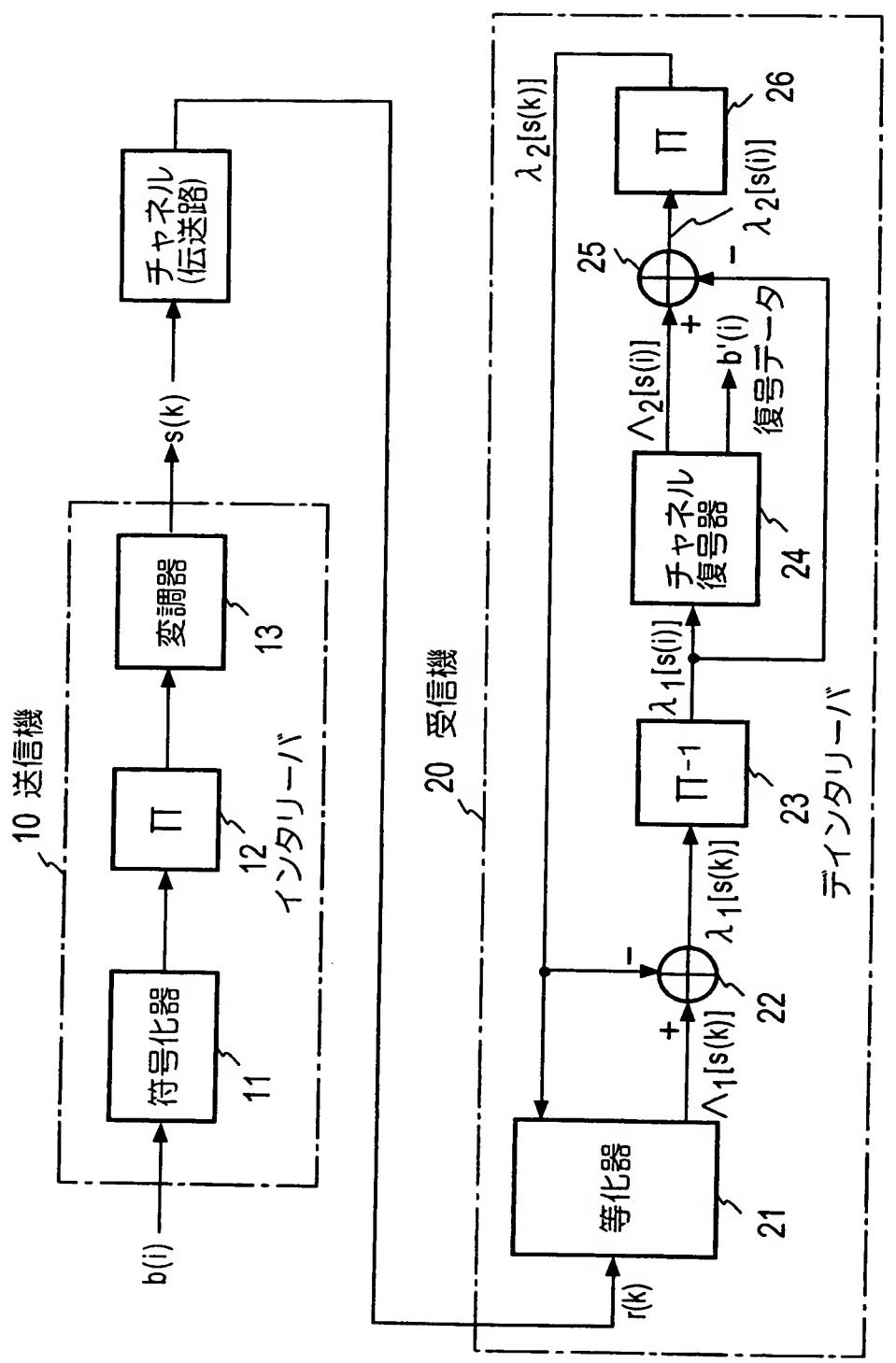


図13

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 多入力多出力（MIMO）ターボ受信におけるMIMO適応等化部のMMSEフィルタの係数計算量を減少し、かつビット誤り率を向上させる。

【解決手段】 干渉除去手段 $31_n$ で干渉信号のレプリカにより受信信号中の干渉成分を減算し、その出力をフィルタ $32_n$ で処理して、残りの干渉成分の除去と、マルチパス合成を行い、干渉除去度推定部 $41_n$ で、干渉除去度 $\beta(i)$ を処理繰り返し回数 $i = 1$ で0とし、 $5 \geq i \geq 2$ で $0.8 + 0.05 \times (i - 1)$ とし、 $i \geq 6$ で1とし、各繰り返しの始めに $\beta(i)$ とチャネル推定値を用いてフィルタ係数を算出部 $33_n$ で計算し、フィルタ $32_n$ に設定する。 $\beta$ として前回処理の全事前情報の平均を用いてもよい。

【選択図】 図8

特願 2002-283617

出願人履歴情報

識別番号

[392026693]

1. 変更年月日  
[変更理由]

1992年 8月21日

新規登録

住 所  
氏 名

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号  
エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社

2. 変更年月日  
[変更理由]

2000年 5月19日

名称変更

住所変更

住 所  
氏 名

東京都千代田区永田町二丁目11番1号  
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ